



⑯ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑯ Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

⑯ EP 0 296 175 B1

⑯ DE 37 85 670 T 2

⑯ Int. Cl. 5:  
**H 04 L 27/02**  
H 04 L 5/02  
H 04 L 27/28  
H 04 B 7/005

**DE 37 85 670 T 2**

- |                                                         |                |
|---------------------------------------------------------|----------------|
| ⑯ Deutsches Aktenzeichen:                               | 37 85 670.7    |
| ⑯ PCT-Aktenzeichen:                                     | PCT/EP87/00346 |
| ⑯ Europäisches Aktenzeichen:                            | 87 904 043.4   |
| ⑯ PCT-Veröffentlichungs-Nr.:                            | WO 88/00417    |
| ⑯ PCT-Anmeldetag:                                       | 26. 6. 87      |
| ⑯ Veröffentlichungstag<br>der PCT-Anmeldung:            | 14. 1. 88      |
| ⑯ Erstveröffentlichung durch das EPA:                   | 28. 12. 88     |
| ⑯ Veröffentlichungstag<br>der Patenterteilung beim EPA: | 28. 4. 93      |
| ⑯ Veröffentlichungstag im Patentblatt:                  | 19. 8. 93      |

⑯ Unionspriorität: ⑯ ⑯ ⑯  
02.07.86 FR 8609622 23.09.86 FR 8613271

⑯ Erfinder:  
POMMIER, Daniel, F-35310 Breal-sous-Montfort, FR;  
ALARD, Michel, F-35000 Rennes, FR

⑯ Patentinhaber:  
France Telecom, Paris, FR; Télédiffusion de France,  
Paris, FR

⑯ Vertreter:  
Weickmann, H., Dipl.-Ing.; Fincke, K., Dipl.-Phys.  
Dr.; Weickmann, F., Dipl.-Ing.; Huber, B.,  
Dipl.-Chem.; Liska, H., Dipl.-Ing. Dr.-Ing.; Prechtel,  
J., Dipl.-Phys. Dr.rer.nat.; Böhm, B., Dipl.-Chem.Univ.  
Dr.rer.nat., Pat.-Anwälte, 8000 München

⑯ Benannte Vertragstaaten:  
DE, GB, IT, NL, SE

⑯ Verfahren und Anlage für digitale Uebertragung insbesondere zwischen und in Richtung bewegender  
Fahrzeuge.

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die  
Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das  
erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und  
zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist  
(Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht  
worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

**DE 37 85 670 T 2**

PRE/WT

Europäische Patentanmeldung Nr. 87 904 043.4  
DEU2642

FRANCE TELECOM und TELEDIFFUSION DE FRANCE

Verfahren und Vorrichtung zur digitalen Nachrichtenübertragung insbesondere zwischen und zu bewegten Fahrzeugen

Die Erfindung betrifft das Senden von digitalen Daten in einer Umgebung die durch Rauschen und/oder durch das Vorhandensein von Mehrfachwegen gestört ist. Sie ist insbesondere geeignet zur Benutzung bei der digitalen Tonübertragung auf bewegliche Empfänger, da es bei Tonübertragungen praktisch unmöglich ist, Sequenzen zu wiederholen und dadurch vom Übertragungssystem ein hoher Grad von Unempfindlichkeit gefordert wird.

Die Probleme beim Senden zu Fahrzeugen - oder bei der Kommunikation zwischen Fahrzeugen - ergeben sich aus Störeffekten deren Charakteristiken (Frequenz, Amplitude, Dauer,...) abhängig von der Herkunft des Effekts, vom benutzten Frequenzband und dem Ort in der Empfangszone des dem Empfänger tragenden Fahrzeugs stark variieren.

Verschiedene Verfahren zur Begrenzung der Empfangsstörungen sind bereits bekannt:

- Wiederholen der übermittelten Daten und Erfassen (und möglicherweise korrigieren) von Fehlern bei Empfang, wodurch die Auswirkung von gepulstem Rauschen begrenzt wird, selbst dann wenn es breitbandig ist;

- Codieren der Daten mit Hilfe eines Faltungscodes, dessen Redundanz den Abstand zwischen übermittelten Signalen erhöht und die Fehlerhäufigkeit bei Empfang verringert;
- Verlängerung der Dauer jedes übertragenen Symbols, was sich im Hinblick auf alle möglichen Störungen günstig auswirkt, aber die Maximalrate begrenzt, falls eine einzelne Frequenz benutzt wird, oder einen Frequenzmultiplex-Betrieb notwendig macht (U.S. Patent Nr. 2,705,795);
- sogenanntes "Frequenzsprung"-Senden, welches darin besteht, die aufeinanderfolgenden Symbole alternierend auf verschiedenen Frequenzen zu übertragen von denen zu einer bestimmten Zeit nur eine benutzt wird, wodurch der Einfluß von Echos und wiederkehrenden Störungen reduziert wird, da diese in einem begrenzten Frequenzbereich wirken während sie kontinuierlich sein können;
- Datenverflechtung, welche den Einfluß von Störungen mit beschränkter Dauer reduziert.

An einer Empfangsstelle, die von Störungen unterschiedlicher, verschiedenen Teilen des Zeit-Frequenzraumes entsprechenden Arten betroffen ist, ist keine dieser Lösungen vollkommen zufriedenstellend. Diese Situation liegt typischerweise beim Senden in einer städtischen Umgebung vor, in der verschiedene elektrische Radioechos und von Haushalten oder der Industrie herrührende Störungen auftreten.

Aufgabe dieser Erfindung ist es, das Senden von Daten zu beweglichen Empfängern zu verbessern; die Aufgabe besteht insbesondere darin, die Empfangszuverlässigkeit bei Anwesenheit von Mehrfachwegen zu verbessern und den Rauscheinfluß zu verringern.

Die Erfindung benutzt die oben zusammengefaßten Ideen, kombiniert sie aber in einer einzigartigen Weise und vervollständigt sie, um eine Zuverlässigkeit zu erhalten,

welche verglichen mit der Zuverlässigkeit, die erhalten wird, wenn eines der Elemente der Kombination weggelassen wird, beträchtlich erhöht ist.

Für diesen Zweck wird das Verfahren nach Anspruch 1 vorgeschlagen.

Parallele Verteilung von Symbolen kann z.B. durch parallele Übertragung von orthogonal gemultiplexten Symbolen erreicht werden, beschrieben in "A 19,2 Kbps voice band data modem based on orthogonally multiplexed QAM techniques", Hirosaki et al, IEEE International Conference on Communications, 1985, Seiten 661-665. Der Eingangsdatenstrom wird auf eine Vielzahl von Unterkanälen verteilt, wobei durch Benutzung eines Fehlerkorrekturcodes eine Verschachtelung erzeugt wird.

In der Schrift "The AN/GSC-10 (Katyry) variable rate data modem for HF Radio", Zimmerman et al, in IEEE Transactions on communication technology, vol. com-15, Nr. 2, April 1967, Seiten 197-204, wird ein digitales Sendeverfahren beschrieben, welches umfaßt: Abtasten von Information aus einer Quelle um aus digitalen Wörtern bestehende Daten zu erhalten; Codieren der Bits der Worte unter Benutzung eines redundanten Codierers, um eine Sequenz von Modulationssymbolen zu erhalten; und Übertragen der Symbole in einer Vielzahl von M Unterkanälen mit verschiedenen Frequenzen und gleichzeitiger Übertragung von M Symbolen.

Bezug wird auch auf "Advanced Groupband Data Modem using Orthogonally Multiplexed QAM Technique" von Hirosaki et al (IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-34, Nr. 6, Juni 1986, Seiten 587-592) genommen.

Die erfundungsgemäße Symbolverteilung unterscheidet sich vollkommen von der beim "diversity" oder Frequenzsprung-Senden, da in einer gegebenen Zeit n Elemente statt einem

einzigsten gesendet werden. Mit dieser Verteilungsart kann bei einer gleichen Rate die Dauer jedes gesendeten Elements mit M multipliziert werden, wodurch die Empfangszuverlässigkeit durch Verringern der selektiven Effekte erhöht wird.

Für eine optimale Leistung des Systems ist Unabhängigkeit (in Bezug auf den Kanal) zwischen aufeinanderfolgenden, einem Maximum Likelihood-Decoder zugeführten Symbolen wesentlich. Unabhängigkeit wird wegen der doppelten Verflechtung (in Frequenz und Zeit), die mit dem erfindungsgemäßen Codieren einhergeht, erreicht.

Die Rekonstruktion einer empfangenen Botschaft bringt das Speichern der Element während einer Zeit  $t = T_S \cdot x$  mit sich, wobei  $T_S$  die einem Symbol A zugeordnete Zeit ist, und x eine ganze Zahl ist, die der von dem Verflechtungsalgorithmus betroffenen Gesamtzeit entspricht.

Frequenzverschachtelung gibt einen zusätzlichen Freiheitsgrad (Verringerung der Intersymbolstörung oder ISI) und erfordert keine spezielle Synchronisieranordnung. Daraus ergeben sich Vorteile bezüglich Vereinfachungen. Das Entflechten durch den Empfänger besteht in einem Umordnen der Symbole in die Reihenfolge, die sie am Coderausgang hatten. Die erzeugte Redundanz wird im Empfänger durch einen Entscheidungsalgorithmus ausgenutzt, der vorteilhafterweise die Auswahl durch eine a posteriori-Suche nach der größten Wahrscheinlichkeit (maximum likelihood) durchführt und bestimmt, welches von allen möglichen Mosaiken (d.h. den durch den Code erlaubten Mosaiken) dem wirklich empfangenen Mosaik am nächsten kommt.

Die Erfindung schafft auch eine Sendeanlage zum Durchführen des obigen Verfahrens. Die Anlage kann umfassen:

- einen Sender mit einem Faltungscodierer, der digitale Werte liefert, Mittel zur Zeitverschachtelung der codierten Symbole und um jedem eine längere Übertragungszeitdauer zuzuordnen, durch die Benutzung verschiedener Wege eines Übertragungskanals mit im allgemeinen unterschiedlichen Frequenzen, und
- einen Empfänger mit Mitteln zum Entschachteln und zum Wiederherstellen der codierten Symbole und zum Speichern derselben für eine Zeitdauer, die ausreicht, um die originale Binärsequenz durch Bestimmen der Wege maximaler Wahrscheinlichkeit (maximum likelihood) in dem durch die Faltung gebildeten Gitter oder Gitterdiagramm zu berechnen.

Da der gesamte digitale Datenfluß eines Programms auf  $M$  Sendeunterkanäle (d.h. auf  $M$  Träger) verteilt wird, wird häufig eine Vielzahl von  $L$  Programmen gleichzeitig gesendet; jedes über  $M$  Träger. Dann muß der Empfänger zum Empfang eines ausgewählten Programms,  $M$  Träger unter  $N = L \cdot M$  Trägern abwickeln. Bei einem typischen Beispiel der digitalen Audioübertragung (DAB) zu Fahrzeugen müssen  $L = 16$  Stereoprogramme gleichzeitig mit einer Rate von ungefähr  $2 \times 200$  kbits pro Sekunde mit  $M = 16$  Trägern pro Programm in einem 8 MHz breiten TV-Kanal gesendet werden.

In einer bestimmten Ausführungsform ist ein separater Demodulator vorgesehen, der einen anpaßbaren Selektions-eingangsfilter für jeden der einem gleichen Programm zugeordneten  $M$  Unterkanäle aufweist, wodurch sich ein hohes Maß von Komplexität ergibt, wenn die Anzahl  $M$  der Unterkanäle groß ist.

Andererseits sind die mit digitaler Übertragung in einem selektiven Kanal (d.h. wenn die zu übertragende digitale Rate größer ist als das Inverse der Breite der Impulsantwort des Kanals, welche typischerweise ungefähr 5  $\mu s$  ist) zusammenhängenden Probleme wohl bekannt. Wenn ein hohes

Ausmaß spektraler Effizienz gewünscht ist, wird ein Alphabet von Symbolen benutzt, welches ein schmales Spektrum und eine breite Autokorrelationsfunktion aufweist, typischerweise OFDM (Orthogonal-Frequenz-Division-Multiplexing) Codierung.

Dieser Gebrauch erfordert die Benutzung diskreter Fourier-Transformation (DFT) durch den Empfänger. Infolgedessen ist der Gebrauch auf Systeme mit einer relativ geringen Datenrate und einer relativ geringen Anzahl von Kanälen beschränkt, z.B. zur Datenübertragung in dem 60-104 kHz-Band, als Ersatz für die in der Empfehlung V37 der C.C.I.T.T. beschriebenen Partialantwort-Codiertechniken. Eine Beschreibung dieses Verfahrens kann in verschiedenen Referenzen gefunden werden, z.B. in "Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform" von S. B. Weinstein et al, IEEE COM., Vol. Com. 19, Nr. 5, Oktober 1971 und in "An Orthogonally Multiplexed QAM System Using the Discrete Fourier Transform" von B. Hirosaki in IEEE COM., Vol. COM. 29, Nr. 7, Juli 1981.

Eine weitere Aufgabe der Erfindung besteht darin, die Notwendigkeit, daß in dem Empfänger die Anzahl der Demodulatoren gleich der Anzahl der Unterkanäle ist, zu beseitigen, während ein hohes Ausmaß spektraler Effizienz - nahe 1 Bit/Hz - beibehalten wird.

Zu diesem Zweck ist ein Verfahren vorgesehen, bei dem eine OQAM-Codierung benutzt wird und die einem gleichen Programm entsprechenden M Unterkanäle (und nur diese M Unterkanäle) bei Empfang durch gleichzeitiges Anwenden einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) auf alle M Unterkanäle gleichzeitig demoduliert werden.

In einer bevorzugten erfindungsgemäßen Ausführungsform umfaßt eine Anlage zum Senden von Daten gemäß obigem Verfahren:

- einen Sender zum Übertragen einer Vielzahl von Programmen mit:  
einem Faltungscodierer, der aus Werten der zu sendenden Daten digitale Symbole für jedes der Programme liefert; Mitteln zur Zeitverschachtelung der Symbole und zum Verteilen der Symbole eines selben Programms auf eine Vielzahl von Unterkanälen mit unterschiedlichen Frequenzen, wobei die den unterschiedlichen Programmen zugeordneten Frequenzen verschachtelt sind, und

- einen Empfänger mit Entschachtelungsmitteln und Mitteln zum gleichzeitigen Demodulieren und Auswählen eines bestimmten Programms mittels diskreter Fourier-Transformation (DFT), die nur auf die Unterkanäle angewandt wird, die dem ausgewählten Programm entsprechen.

Dem besseren Verständnis der Erfindung dient die folgende Beschreibung von beispielhaft angeführten speziellen Ausführungsformen. Diese Beschreibung bezieht sich auf die beiliegenden Zeichnungen.

Figur 1 ist ein allgemeines Diagramm, welches die Verteilung von zu übertragenden aufeinanderfolgend codierten Symbolen im Zeit-Frequenzraum zeigt;

Figur 2 zeigt ein mögliches Mosaik von zu übertragenden Symbolen das durch Zeitverschachtelung und Frequenzverteilung gebildet ist;

Figur 3 ist ein allgemeines Sendediagramm, in welchem das erfindungsgemäße Verfahren durchgeführt ist;

Figur 4 ist ein Figur 3 ähnliches Empfangsdiagramm und

Figuren 5 und 6 sind Diagramme, die einer bestimmten Ausführungsform der Figuren 3 und 4 entsprechen;

Figur 7 ist ein Diagramm einer möglichen Verteilung der zur gleichzeitigen Übertragung von L Programmen benutzten Frequenzen, wobei jedes Programm auf M Unterkanäle mit verschiedenen Frequenzen verteilt wird;

Figuren 8A und 8B sind Diagramme, die der Benutzung von diskreten Fourier-Transformationen (DFT) entsprechen, jeweils mit L = 8 und M = 4 und mit L = 5 und M = 7;

Figur 9 ist ein die allgemeine Anordnung eines anderen Empfängers zeigendes Blockdiagramm.

Das erfindungsgemäße Verfahren erfordert eine Abfolge von Schritten, umfassend: zur Übertragung, Codierung dann Verteilung der Informationselemente in der Frequenz (Frequenzverschachtelung oder Verteilung) und in der Zeit (Zeitverschachtelung). Die Verteilung kann wie in Figur 1 gezeigt sein. Die durch Digitalisierung und Codierung von aufeinanderfolgenden Abtastwerten eines Signals erhaltenen diskreten Elemente oder Symbole A werden gespeichert und dann im Frequenz f/Zeit t Raum verteilt. Wie in Figur 1 gezeigt, werden n diskrete Elemente A ( $f_i$ ,  $t_j$ ) gleichzeitig zur gleichen Zeit  $t_j$  auf verschiedenen Frequenzen  $f_1$ , ...,  $f_i$ , ...,  $f_M$  übertragen, wobei jedes während einer Zeit  $T_S$  übertragen wird.

Wie in Figur 3 gezeigt, werden die zuerst zu übertragenden binären Element (bits)  $a_k$  einer Redundanz erzeugenden Faltungscodierung unterzogen. Diese Codierung bringt es mit sich, daß die Ausbeute (das Verhältnis zwischen der Anzahl nützlicher Bits p am Eingang und der entsprechenden Anzahl von Bits q am Ausgang) kleiner als 1 ist. Z.B. kann ein Code mit einer Ausbeute  $R = p/q = 1/2$  benutzt werden. Dieses Beispiel wird später ausführlicher beschrieben werden. Genaueres über Faltungscodes steht z.B. in dem Artikel "Convolutional Codes" in "Error Control Coding -

Fundamentals and applications" von Shu Lin et al, Prentice Hall, 1979, Seiten 287-314.

Der Codierer 10 liefert für p Eingangsbits q Bits auf q verschiedenen Ausgängen mit einer Verzögerung die von der Art des Codieralgorithmus abhängt.

Der nächste Schritt besteht darin, Zeit und Frequenzverschachtelung zu erzielen. Unter der Voraussetzung, daß eine genügende Anzahl von Unterkanälen verfügbar ist, gestattet es die Frequenzverschachtelung jedes Ausgangsbit  $S$  während einer Zeit  $T_S$ , die größer ist als die eines Eingangsbits  $a_k$  zu übertragen, obwohl der Codierer 10 eine Ausbeute kleiner als 1 aufweist. Figur 2 zeigt beispielhaft eine mögliche Verteilung in der Zeit und Frequenz von Bits  $S_1, S_2, \dots$  die in Aufeinanderfolge von dem Codierer 10 auf vier Unterkanälen mit verschiedenen Frequenzen geliefert werden.

Um das für die Übertragung erforderliche spektrale Band zu reduzieren können die auf jedem Kanal übertragenen Bits durch den Codierer 14 in Blöcke von  $k$  Bits gruppiert werden. Dann werden die aufeinanderfolgenden Blöcke dem Modulator 16 zugeführt, der  $2^k$  Zustände aufweist, die den Oszillatoren auf entsprechenden Trägerfrequenzen  $f_1, \dots, f_M$  zugeordnet sind. Die Ausgangssignale der Modulatoren treiben einen Basisband-Multiplexer 18, dessen Ausgang mit der Übertragungsantenne verbunden ist.

Der in diagrammartiger Weise in Figur 4 gezeigte Empfänger weist M Eingangskanäle auf, welche jeweils einen Demodulator 22 mit einem auf eine der Frequenzen  $f_1$  bis  $f_M$  zentrierten Frequenzfilter der Breite  $F_S$  und einen A/D-Wandler 24 umfaßt. Die Ausgänge der Wandler sind mit einer Einheit zum Entschachteln verbunden, welche die Schätzwerte  $a_k$  der Bits  $a_k$  der dem Sender zugeführten

Botschaft liefert, wobei die durch den Faltungscode eingeführte Redundanz benutzt wird.

Vorzugsweise wird ein Empfänger benutzt, der in Verarbeitungsrichtung nach den A/D-Wandlern 24 eine Entscheidungslogik aufweist, welche keine "harte" Erfassung durch Vergleich der empfangenen Werte mit einer vorbestimmten Schwelle benutzt, sondern "weiche" Erfassung. Weiche Erfassung benutzt Logiken, welche eine a posteriori Suche nach dem Mosaik der  $A(f_i, t_j)$  durchführt, welches dem Maximalwert der Metrik  $\Gamma$  entspricht. Die Metrik  $\Gamma$  ist definiert als die Wahrscheinlichkeitsdichte der Sequenz, die unter der Bedingung der Übertragung einer vorbestimmten Sequenz erhalten wird. Dabei wird jede Entscheidung getroffen, nachdem eine Anzahl von Symbolen  $A(f_i, t_j)$  größer als 1 betrachtet wurde. Die Anzahl der Signale hängt vom benutzten Code ab; für Faltungscodierung hängt sie von der Beschränkungslänge des Codes ab.

Bei Empfang können verschiedene Arten von Algorithmen benutzt werden, insbesondere der Viterbi Algorithmus, der in "Convolutional Codes and Their Performances in Communication Systems", IEEE TRANS., Commun. Technol. Vol. COM., Oktober 1971 beschrieben ist. Viterbi Decoder sind jetzt auf dem Markt erhältlich.

Das Empfangsdiagramm ist dann von der in Figur 4 gezeigten Art, welches aufeinanderfolgend umfaßt Entschachteln durch 26 gemäß einem im Empfänger gespeicherten Algorithmus, metrische Berechnung durch 28 und Suche nach dem kürzesten Weg durch den Graphen, d.h. den einem Maximalwert der Metrik entsprechenden Weg durch 30.

Mit Bezug auf die Figuren 5 und 6 wird jetzt beispielhaft der allgemeine Aufbau eines Senders und eines Empfängers gegeben. Dabei sei angenommen, daß:

- die Ausbeute des Faltungscodes  $p/ = 1/2$  ist;

- das Gitter zum Bestimmen des kürzesten Wegs vier Knoten aufweist und jeder Zweig des Gitters mit zwei Bits codiert ist;
- der Übertragungskanal  $M = 4$  Unterkanäle mit Frequenzen  $f_1, f_2, f_3, f_4$  aufweist, die weit genug auseinanderliegen um im Hinblick auf Störungen des Übertragungskanals unabhängig zu sein;
- jeder Unterkanal auf zwei Niveaus (0 und 1) moduliert wird.

Wie in Figur 5 gezeigt umfaßt der Sender einen herkömmlichen Faltungscodierer 10 der gleichzeitig jeweils auf Ausgängen 32 und 34 für jedes Informationsbit  $a_k$  zwei Bits liefert, wobei der Codieralgorithmus auf drei aufeinanderfolgende Eingangsbits wirkt.

Der benutzte Faltungscode und der Verschachtelungsalgorithmus können abhängig von dem zu erwartenden Störungstyp ausgewählt werden: die Störungen können tatsächlich sehr unterschiedliche Formen in der Zeit-Frequenzdarstellung aufweisen. Eine Rayleigh-Dämpfung ist z.B. frequenz- und zeitselektiv; gepulstes Rauschen entspricht einem breiten Frequenzband, ist aber in der Zeit lokalisiert. Da Zeit- und Frequenzverschachtelung in Bezug auf die Störungen des Kanals Unabhängigkeit zwischen aufeinanderfolgenden Werten herstellt, wird die Wahrscheinlichkeit falscher Entscheidungen reduziert.

Frequenzverschachtelung der Bits in dem Transportkanal wird durch eine Vorrichtung 36 zur Verteilung auf vier Unterkanäle durchgeführt. In Figur 5 ist die Vorrichtung 36 schematisch durch einen Wandler dargestellt, der zwei Bits in vier parallele Bits wandelt. Zeitverschachtelung wird mit Hilfe von Schieberegistern 38 durchgeführt, welche am Ausgang der Verteilungsvorrichtung 36 angeordnet sind und die on-line-Bits um entsprechende Zeiten  $\tau_1$ ,

$\tau_2$  und  $\tau_3$  verzögert. Die Zeiten  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  und  $\tau_3$  sind Vielfache eines vorbestimmten Werts  $T_S$  und halten die auf den Ausgang gelegten Signale während einer Zeit die zweimal so lang ist, wie die Periode der Eingangsdaten  $a_k$ .

Wie gezeigt umfaßt der Sender keine Schaltungen zur Blockcodierung und die Modulation ist binär. Die Ausgänge der Vorrichtung 36 werden für einen der Unterkanäle direkt und für die anderen Unterkanäle über ein separates Register 38 auf entsprechende Modulatoren 16 gelegt, von denen jeder Träger mit Frequenzen  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  oder  $f_4$  empfängt. Die Art der Modulation ist vorteilhafterweise derart, daß die Demodulatoren des Empfängers einfach sein können, z.B. von dem Hüllkurvendemodulator- oder Differentialtyp. Es kann jedoch irgendeine Amplituden-, Phasen- oder Frequenzmodulation benutzt werden.

Der Empfänger (Figur 6) umfaßt in Bearbeitungsrichtung nach herkömmlichen Eingangsverstärkungs- und Filterstufen (nicht gezeigt) Einheiten, die symmetrisch zu denen des Senders sind.

Wie gezeigt umfaßt jeder Unterkanal einen Demodulator 22, der zu aufeinanderfolgenden Zeiten die durch

$$T = \frac{1}{D \times P/q} \cdot M$$

getrennt sind, einen Wert liefert, wobei

D: nützliche lineare Flußrate

P/q: Ausbeute des Codes

M: Anzahl der Unterkanäle (oder Träger).

Im allgemeinen ist der unterhalb des Demodulators angeordnete Teil des Empfängers digital. Jeder Unterkanal umfaßt dann einen A/D-Wandler 24, der z.B. den codierten Werte der Zeitentschaltungsschaltung 26 als drei

Bit-Wort zuführt. Diese Schaltung wird durch drei Schieberegister 42 gebildet, welche Verzögerungen bewirken, die zu den beim Senden auf die entsprechenden Unterkanäle angelegten Verzögerungen komplementär sind. Bei diesem speziellen Verflechtungsfall wird das Register 42 wegen des parallelen Sendens automatisch in zeitlicher Abstimmung betrieben.

Die Frequenzschachtelungsschaltung 40 umfaßt eine verdrahtete Anordnung um gleichzeitig auf vier parallelen Ausgängen Werte zu liefern, welche die durch den Faltungscodierer codierte aber durch Rauschen betroffene Botschaft repräsentieren.

Die als drei Bit-Worte codierten Werte werden der Metrik-Recheneinheit 28 zugeführt die zur zweimaligen Berechnung von vier Korrelationsmetriken vorgesehen ist und auf zwei aufeinanderfolgenden Zweigen des Gitters ein Entscheidungssignal ausgibt.

Zu jeder Zeit  $kT$  hält der Viterbi Decoder, basierend auf dem Kriterium der größten Metrik (Korrelation), nur einen an einem Knoten des Gitters endenden Weg. Die den Viterbi Algorithmus anwendende Entscheidungsschaltung 30 liefert die ausgewerteten binären Elemente  $\hat{\alpha}_k$ . Für Raten von einigen hundert kBits/s kann ein Mikrocomputer zum Durchführen der Funktionen 28 und 30 benutzt werden, dessen Software den Viterbi Algorithmus in Echtzeit durchführt.

Verschiedene andere Ausführungsformen sind möglich. Man wird zustimmen, daß die Dekorrelation zwischen Trägern eine Minimalentfernung zwischen Trägern erforderlich macht. Diese Lösung ist besonders einfach durchzuführen, wenn mehrere separate Sendekanäle vorgesehen sind: dann ist es nur natürlich, die den verschiedenen Kanälen entsprechenden Frequenzen zu verschachteln.

Ehe eine andere erfindungsgemäße Ausführungsform, die dem gleichzeitigen Senden einer Vielzahl von Programmen mit solcher Frequenzverschachtelung entspricht, beschrieben wird, wird auf Figur 7 Bezug genommen, welche eine mögliche Verteilung der Unterkanäle zwischen L Programme zeigt.

In einem 8 MHz breiten Fernsehübertragungskanal ist es möglich,  $N = 256$  Träger mit gegenseitigen Intervallen von 31,25 kHz anzugeordnen. Die M Frequenzen  $f_{1,1}; f_{2,1}; \dots; f_{M,1}$ , die dem ersten Programm zugeordnet sind, werden aus den N Frequenzen ausgewählt, die gleichmäßig im Spektrum verteilt sind und mit den Frequenzen verschachtelt, die den anderen Programmen zugeteilt sind um die Unempfindlichkeit gegenüber Rauschen mit schmalem Frequenzband zu erhöhen. Als praktische Regel und wegen der Probleme, die mit der begrenzten Starrheit der Kanten der Empfangsfilterantwort zusammenhängen, ist die tatsächlich benutzte Zahl der Träger im allgemeinen kleiner als 256. Z.B. können  $M = 14$  Träger jedem von sechzehn Programmen zugeteilt werden. Bei dieser Verteilung werden von den 256 verfügbaren Frequenzen nur 224 Frequenzen benutzt.

Zum Durchführen des erfindungsgemäßen Verfahrens wird eine spezielle Modulationstechnik gewählt. Dabei sollte eine Lösung gefunden werden zum gleichzeitigen Demodulieren allerjenigen Träger, welche einem gleichen eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) benutzenden Programm entsprechen (aber nicht notwendigerweise die anderen Träger).

Die beiden Aspekte werden aufeinanderfolgend beschrieben.

1. OQAM wird zur Datenübertragung benutzt. Die Durchführung kann so sein, wie es in dem bereits erwähnten Artikel von Weinstein et al beschrieben ist. Jedes Elementarsymbol  $f(t)$  erfordert  $2N$  Bits und die Modulation wird definiert durch:

$$\begin{aligned} -\Delta \leq t \leq NT: s(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} a(k) \cos 2\pi f_k t - b(k) \sin 2\pi f_k t \\ \text{sonst: } s(t) &:= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

mit  $f_k = f_0 + k/NT$

$\Delta$  ist eine Ruheperiode zwischen zwei aufeinanderfolgenden Symbolen.

Wenn  $T_s = \Delta + NT$  die für ein Symbol erforderliche Zeitdauer ist, kann das gesendete Signal geschrieben werden als:

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} s(t-p T_s).$$

Die Daten  $a(k)$  und  $b(k)$  von Formel (1) sind dann eine Funktion des Index  $p$ .

Falls der Sendekanal eine Transferfunktion  $H(f)$  aufweist und unter der Annahme, daß seine Pulsantwort einen Stützpunkt aufweist, der kleiner als  $\Delta$  ist, dann kann der Beitrag des Kanals zu dem Signal geschrieben werden als:

$$h(t) = 0, \text{ für } t < 0 \text{ und } t > \Delta.$$

Die Störung zwischen dem mit  $p-1$  und  $p$  nummerierten Symbolen betrifft mit anderen Worten das letztere nur für eine Zeitdauer die gleich oder kürzer als  $\Delta$  ist. Das Zeitintervall  $[-\Delta, 0]$ , welches nur zum Absorbieren der Intersymbolstörung (ISI) dient und um das nützliche Zeitintervall  $[0, NT]$  zu schützen, kann vernachlässigt werden.

Das vom Empfänger für  $p = 0$  empfangene Signal  $x(t)$  kann während des Zeitintervalls  $[0, NT]$  geschrieben werden als:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} p_k [a(k) \cos (2\pi f_k t + \varphi_k) - b(k) \sin (2\pi f_k t + \varphi_k)] \quad (2)$$

In Formel (2)

$P_k \exp(j\varphi_k)$  ist die Antwort des Kanals bei der Frequenz  $f_k$

;  $\varphi_k$  ist die durch die Zeile eingeführte Phasenverschiebung; und

$P_k$  ist ein vorbestimmter Faktor.

Wenn jetzt eine Variable  $X(k)$  definiert wird als:

$$x(k) = [a(k) + j b(k)] P_k \exp(j\varphi_k) \quad (3)$$

dann:

$$x(t) = \operatorname{Re} \left[ \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi f_k t) \right]$$

(Re bezeichnet den Realteil)

für  $0 \leq t \leq NT$ .

Der Demodulierprozeß soll von den empfangenen Signalen  $x(t)$  ausgehend die aufeinanderfolgenden Werte  $X(k)$  wiedergeben. Zur Vereinfachung wird nur der Demodulierprozeß des Elementarsymbols  $s$ , dessen Serien-Nummer  $p = 0$  ist, betrachtet. Die gleiche Operation muß in aufeinanderfolgenden Zeitintervallen  $T_s$  wiederholt werden. Das Zeitintervall  $[-\Delta, 0]$  kann vernachlässigt werden.  $\Delta$  sollte jedoch im Vergleich mit  $T_s$  klein bleiben, da es einem nutzlosen Verbrauch von Sendeleistung entspricht.

2. Demodulation wird durch Projizieren des empfangenen Signals  $x(t)$  auf zwei Quadraturträger der Frequenz  $f_0 + 1/2T$ , d.h. der Zentrafrequenz des Unterkanals ( $T$  ist die Bit-Frequenz) durchgeführt.

Das komplexe Signal  $\tilde{x}(t)$  auf den zwei Quadraturträgern kann dann geschrieben werden als:

$$\tilde{x}(t) = \exp(-j\pi t/T) \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi kt/Nt) \quad (4)$$

Falls das Signal  $x(t)$  mit der Bit-Frequenz  $1/T$  abgetastet wird, werden aufeinanderfolgende Werte  $x(nT)$  erhalten:

$$\tilde{x}(nT) = (-1)^n \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi kn/N) \quad (5)$$

Gleichung (5) kann in einer unterschiedlichen Art und Weise durch Veränderung der Variablen geschrieben werden:

$$x(n) = [(-1)^n/N] \cdot \tilde{x}(nT)$$

Dann ist:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(2j\pi kn/N)$$

d.h.

$$[x(n)] = DFT^{-1}[X(k)]$$

das man auch schreiben kann als:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-2j\pi nk/N) \quad (6)$$

Erfindungsgemäß wird die diskrete Fourier-Transformation (DFT) auf die N komplexen Punkte, die ebensoviele Werte repräsentieren während der Dauer  $T_S$  eines Symbols zur Demodulation im Empfänger nicht angewandt. Wenn das übertragene Signal aus L Programmen - jedes auf M Trägern - besteht, umfaßt das erhaltene Ergebnis nur die diskrete Fourier-Transformation (DFT) auf M Trägern unter N Trägern. Programmselektion wird daher zur Dezimierung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) benutzt.

Für die effektive Benutzung der diskreten Fourier-Transformation (DFT) wird einer der wohlbekannten FFT-Algorithmen benutzt. Wenn die für FFT üblichen Bezeichnungen benutzt werden:

$$w = \exp (-2j\pi/n)$$

Dann wird die FFT geschrieben als:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) w^{nk}$$

Die Struktur der Berechnungsschaltung oder des Programms geht direkt aus der folgenden Aufteilung in zwei aufeinanderfolgende Schritte hervor. Für eine solche Aufteilung können die folgenden Symbole benutzt werden:

$k = lr+s$ , wobei s die Serien-Nummer des durchgeföhrten Programms von 1 Programmen ist und von  $s = 0$  bis  $s = l-1$  variieren kann, und r die Serien-Nummer des Trägers ist, die von 0 bis  $M-1$  variiert;  
 $n = Ml+m$ , d.h. n kann durch Benutzung des ganzzahligen Quotienten l der Divison durch M und des Rests m definiert werden.

Es versteht sich, daß ein vorbestimmtes Programm einem speziellen Wert von s entspricht und M Trägern mit gegenseitigen Intervallen von  $1/MT$  entspricht, wobei jedes einen unterschiedlichen Wert von r aufweist.

Dann kann X als Funktion von s und r geschrieben werden als:

$$X(s, r) = \sum_{m=0}^{M-1} w^{Lmr} \cdot w^{ms} \sum_{l=0}^{L-1} x(l, m) \cdot w^{Ms l}$$

Der zweite Teil der Formel, der mit

$$\sum_{l=0}^{L-1}$$

$$\Sigma$$

$$l=0$$

beginnt, wird als  $q(s,m)$  bezeichnet. Er würde durch  $M$  diskrete Fourier-Transformationen (DFT) auf  $L$  Punkten berechnet werden müssen, wenn die Programmselektion nach Transformation ausgeführt würde. Da es jedoch genügt zu einer bestimmten Zeit ein einzelnes Programm zu halten, ist die Funktion  $q(s,m)$  nur eine Funktion von  $m$ , da sie einem einzigen Wert von  $s$  entspricht. Die Berechnung der verschiedenen Werte  $q(s,m)$  wird nur durch  $N$  komplexe Multiplikationen erhalten. Einige dieser Multiplikationen können trivial sein.

Da  $q$  bekannt ist, kann  $X$  durch  $M$  Multiplikationen mit Faktoren  $W^{ms}$  und nur einer DFT auf  $M$  Punkten erhalten werden. Die letztere Operation kann durch Benutzung eines der regulären FFT Algorithmen durchgeführt werden, falls  $M$  einen Wert hat, der es ermöglicht  $M$  als Produkt von Faktoren zu schreiben. Mit Bezug auf Figur 8A wird ein Verfahren für  $M = 4$  Träger und  $L = 8$  Programme beschrieben. In diesem Fall ist  $L$  gleich einer Potenz von 2 und die Berechnungssequenz erscheint unmittelbar. Der erste Schritt benutzt "Schmetterlinge" für alle  $m$  abgetasteten Werte von  $x$ . Jeder Schmetterling ist ein Operator, der eine Addition, eine Subtraktion und eine komplexe Multiplikation auf die zwei Eingangswerte anwendet und zwei Ausgangswerte liefert.  $N/2 = 16$  Schmetterlinge sind im Beispiel von Figur 8A für den ersten Schritt erforderlich und liefern Resultate die in ein RAM in vorbestimmte Adressen geschrieben werden.

Während des zweiten Schritts werden die Schmetterlinge nicht auf alle Ergebnisse des ersten Schritts angewandt, sondern nur auf jene, welche in einer Speicherposition

gespeichert sind, die dem zu empfangenden Programm entsprechen. Dann sind für die zwei Schritte nur acht Operatoren notwendig (tatsächlich sind sie dieselben, wie die während des ersten Schritts benutzten und wirken alternativ). Weitere Schritte der Berechnung werden durchgeführt. Nur diejenigen Operationen, die in dem dick gezeichneten Rahmen von Figur 8A angedeutet sind, sind notwendig. Als Ausgangssignal werden die vier notwendigen Werte  $X_2$ ,  $X_{10}$ ,  $X_{18}$  und  $X_{26}$  erhalten. Die Gesamtzahl der notwendigen Operatoren ist nur  $16 + 8 + 4 + 2 + 2$ .

Es ist von Vorteil unter den FFT-Algorithmen jene zu benutzen, welche auf Werten von  $N$  basieren, die gleich einer Potenz von 2 sind. Das ermöglicht es, sich wiederholende Strukturen zu benutzen, z.B. Basis 2 oder 4, welche für die Realisierung mit verdrahteten Operatoren geeignet sind.

Mit Bezug auf Figur 8B wird jetzt eine partielle diskrete Fourier-Transformation (DFT) beschrieben, welche ein Programm aus  $L = 5$  Programmen auswählt, welche jeweils  $M = 6$  Trägern entsprechen. Es ist wiederum nicht notwendig die nützlichen Frequenzen am Eingang zu filtern, da diese Selektion auf der Dezimierung während der diskreten Fourier-Transformation (DFT) beruht.

Eine herkömmliche Berechnung würde unter erneutem Bezug auf Formel (7) erfordern, daß Werte von  $q(s,m)$  mit  $M = 6$  auf fünf Punkten berechnet würde. Da ein einzelner Wert von  $s$  zu betrachten ist (z.B.  $s = 3$ ), werden die erforderlichen Werte von  $q(3,m)$  erfindungsgemäß lediglich mit  $N$  komplexen Multiplikationen, während sechs diskreten Fourier-Transformationen (DFT) - alle auf fünf Punkten -, erzielt, wie es in dem ersten Berechnungsschritt von Figur 8B gezeigt ist. Die  $M$  Resultate werden mit Faktoren  $w^{ms}$  multipliziert, die als "Twiddle" ("Herumdreh")-Faktoren bezeichnet werden. Zuletzt wird nur eine diskreten

Fourier-Transformation (DFT) auf M Punkten ausgeführt. Wie in Figur 8B dargestellt, in der M als Produkt von Faktoren z.B.  $M = 2 \times 3$ , geschrieben werden kann, wird die Operation durch Benutzung von zwei aufeinanderfolgenden FFTs durchgeführt, zuerst auf zwei Punkten, danach auf drei Punkten. Die aufeinanderfolgenden Berechnungsoperationen zur Programmselektion sind wiederum nur die in dem dick gezeichneten Rahmen enthaltenen.

Das Ergebnis der partiellen diskreten Fourier-Transformation (DFT) besteht aus M komplexen Zahlen  $X(k)$ , die der obigen Formel (6) entsprechen, wobei  $k = Lr+s$  mit r als ganzer Zahl, die von 0 bis  $N-1$  variiert, und s als Serien-Nummer des gewählten Programms.

Mit anderen Worten:

$$X(k) = [a(k) + i b(k)] \rho_k \exp(i \varphi_k)$$

wobei a und b Ausdrücke sind, die bereits in Gleichung (1) erwähnt wurden und  $\rho_k \exp(i \varphi_k)$  die Antwort des Kanals der Frequenz  $f_k$  ist.

Die Zeitvariationen von  $\rho_k$  sind im Vergleich mit der Dauer  $T_s$  eines Symbols immer langsam. Demzufolge kann die Phase  $\varphi_k$  durch Benutzung herkömmlicher Lernprozeduren erhalten werden, und eine kohärente Demodulation kann benutzt werden.

Differentielle Demodulation kann auch benutzt werden. Sie ist jedoch weniger effektiv, wenn eine Modulation vier Phasen benutzt. Andererseits ergibt differentielle Demodulation zufriedenstellende Resultate, wenn nur zwei Phasen behandelt werden. Die Benutzung von nur zwei Phasen

hat jedoch einen nachteiligen Effekt auf die spektrale Effizienz.

Es versteht sich, daß eine Multiplikation mit  $\exp(j \varphi_k)$  die übermittelten Daten a und b multipliziert mit einem Faktor  $P_k$  liefert.

Zum Wiedergewinnen der wirklichen Daten aus dem Ergebnis der Multiplikation wird eine Auswertungs- und Entscheidungsprozedur durchgeführt. Um die Leistung zu vergrößern ist es bei weitem vorzuziehen, einen selbstkorrigierenden Code und eine "weiche" Entscheidung, wie oben beschrieben, zu benützen.

Wie bereits oben erwähnt, gestattet Zeit-Frequenz-Verschachtelung maximale gegenseitige Unabhängigkeit der erhaltenen Werte. Eine Kombination von sanfter Decodierung und Verschachtelung (die blockweise, faltungsmäßig oder pseudo-zufallsmäßig durchgeführt werden kann) eliminiert gehäufte Fehler wegen des Abklingens bei einer bestimmten Frequenz wesentlich.

Zur Durchführung der Erfindung kann wiederum ein im wesentlichen dem der Figuren 3 und 5 ähnlicher Sender benutzt werden, der jedoch für Quadraturmodulation (QAM) geeignet ist.

Der Empfänger kann den in Figur 9 in Blockform gezeigten Aufbau haben. Er umfaßt herkömmliche Eingangsstufen, die ein Signal mit einer Zwischenfrequenz IF liefern. Der Decoder 10 weist einen Kanalfilter 12 auf, der aus einem Bandpaßfilter besteht, dessen Bandweite dem ganzen durch die Menge der N Sendeträger erforderlichen Spektrum entspricht.

Das Ausgangssignal von Filter 12 wird auf zwei Quadraturträger bei der Zentralfrequenz des Kanals projiziert.

Diese Frequenz wird durch einen Oszillator 14 geliefert, der direkt einen der Eingänge eines ersten Multiplikators 16a antreibt und einen Eingang eines anderen Multiplikators 16b durch einen Phasenschieber 18 antreibt. Die zwei Multiplikatoren empfangen das Ausgangssignal des Filters 12. Der Ausgang jedes Multiplikators wird auf einen Analog/Digitalwandler 20a oder 20b gegeben, der Werte liefert, die der FFT Berechnungsschaltung 22 zugeführt werden. Eine Programmselektionsschaltung, die mit manuell gesteuerten Schaltungsmitteln (nicht gezeigt) versehen ist, ist der Schaltung 22 zugeordnet und liefert die Adressen der Werte, mit denen eine Berechnung durchgeführt werden sollte in einem Speicher, der die Zwischenresultate in Schaltung 22 speichert. Die ausgewählten Werte werden dann einer Lern-Schaltung 26 für die Phasenabschätzung und für die Demodulation zugeführt. Diese Schaltung kann aus integrierten Schaltungen bestehen, die im Handel erhältlich sind, z.B. TMS 320. Die als vier Bit-Worte erhaltenen Daten 28 werden der Entschachtelungsschaltung 30 und dann einem Viterbi Decoder 32 zugeführt, der den mit Bezug auf Figur 6 beschriebenen ähnlich sein kann.

Der aus den Komponenten 14-20 bestehende Demodulator kann vom herkömmlichen Typ sein. Der Oszillator 14 kann servogesteuert sein oder Frequenztransposition kann nach Analog/Digitalwandlung durch komplexe Multiplikation im Basisband unmittelbar vor der FFT durchgeführt werden. Die letztere Lösung ist von Vorteil, wenn LSI(Großintegration)-Schaltungen benutzt werden. Als Beispiel einer Druckschrift, die solche Demodulationseinheiten beschreibt wird auf den Artikel von Baccetti et al., "Full Digital Adaptive Equalization in 64QAM Radio Systems", veröffentlicht in den Proceedings of ICC 86 meeting, Toronto, Bezug genommen. Eine Beschreibung einer Einheit mit einem adaptiven Entzerrer kann in "A Stepped Square 256 QAM for Digital Radio System" von Toshihiko Ryu et al., veröffentlicht in den Proceedings des oben

angegebenen meetings, reference 46-6, Seiten 1477-1481,  
gefunden werden.

PRE/WT

Europäische Patentanmeldung Nr. 87 904 043.4  
DEU2642

FRANCE TELECOM und TELEDIFFUSION DE FRANCE

PATENTANSPRÜCHE

1. Digitales Sendeverfahren umfassend:

- Abtasten von Information aus einer Quelle um aus digitalen Wörtern bestehende Daten zu erhalten,
- Codieren der Bits der Worte unter Benutzung eines redundanten Codierers um eine Folge von Modulationssymbolen  $A(f_i, t_j)$  zu erhalten, welche die Daten repräsentieren,
- Übertragen der Symbole in einer Vielzahl von M Unterkanälen mit unterschiedlichen Frequenzen (f) bei gleichzeitiger Übertragung von M Symbolen, mit einer derartigen, Zeitverschachtelung beinhaltenden Verteilung der Symbole, daß zwei einander benachbarte Symbole weder in zeitlicher Aufeinanderfolge auf der gleichen Frequenz noch gleichzeitig auf unterschiedlichen Frequenzen oder auf einander benachbarten Frequenzen übertragen werden, wobei jedes Symbol nur einmal übertragen wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch den weiteren Schritt des Decodierens des Symbols in einem Empfänger durch Wiederherstellen der ursprünglichen Sequenz der Symbole und des Auswertens der Bits der digitalen Wörter von den Symbolen wie erhalten mit einem Größte-Wahrscheinlichkeit (Maximum likelihood)-Algorithmus.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Bits gemäß einem Faltungscodierer codiert werden und Frequenzverteilung durch Modulieren von n Unterkanälen auf zwei Modulationsniveaus erreicht wird.

4. Sendesystem für digitale Daten umfassend:

- einen Sender mit einem Faltungscodierer (10), der digitale Werte liefert, Mittel (12) zur Zeitverschachtelung der codierten Symbole und um jedem eine Übertragungszeitdauer zuzuordnen, die länger ist als die für Diversitätsübertragung mit gleichzeitiger Übertragung eines gleichen Symbols auf einer Vielzahl von Sendefrequenzen notwendige,

- Mittel (16, 18) zum gleichzeitigen Übertragen einer Vielzahl verschiedener Symbole in einer Vielzahl von Übertragungsunterkanälen mit unterschiedlichen Frequenzen mit Zeitverschachtelung, so daß zwei einander benachbarte Symbole weder in zeitlicher Aufeinanderfolge auf der gleichen Frequenz noch gleichzeitig auf unterschiedlichen Frequenzen übertragen werden, und

- einen Empfänger mit Mitteln (24) zum Wiederherstellen der Symbole, Mitteln (26) zum Entschachteln der codierten Symbole und Mitteln zum Speichern derselben für eine Zeitdauer, die ausreicht, um die originale Binärsequenz durch Bestimmen der Wege maximaler Wahrscheinlichkeit (maximum likelihood) in dem durch die Faltung gebildeten Gitter oder Gitterdiagramm zu berechnen.

5. Digitales Sendeverfahren umfassend:

- Abtasten von Information aus einer Quelle um aus digitalen Worten bestehende Daten zu erhalten,

- Codieren der Bits der Worte unter Benutzung eines redundanten Codierers um eine Sequenz von Modulationssymbolen zu erhalten,

- Übertragen der Symbole mit Zeitverschachtelung und gleichzeitiger Übertragung einer Vielzahl M

unterschiedlicher Symbole in M Unterkanälen mit unterschiedlichen Frequenzen, wobei die Symbole zur OQAM-Modulation benutzt werden; und

- gleichzeitiges Demodulieren der M Unterkanäle, und nur der M Unterkanäle, durch Anwenden einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) auf die M Unterkanäle, wobei eine Vielzahl von L Programmen gleichzeitig gesendet wird und die einem selben der Programme entsprechenden M Unterkanäle mit den den anderen Programmen zugeteilten Unterkanälen frequenz-verschachtelt sind.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß gleichzeitige FFT Demodulation benutzt wird mit Operatoren, die angewandt werden:

während eines ersten Schritts auf alle empfangenen Symbole in allen Unterkanälen,

während aller weiteren Schritte nur auf diejenigen Symbole, die zur Demodulation der einem vorbestimmten der Programme entsprechenden Unterkanäle erforderlich sind.

7. Sendesystem zum Durchführen des Verfahrens nach Anspruch 5 umfassend:

- einen Sender zum Übertragen einer Vielzahl von Programmen mit:  
einem Faltungscodierer, der aus Werten der zu sendenden Daten digitale Symbole für jedes der Programme liefert;  
Mitteln zur Zeitverschachtelung der Symbole und zum Verteilen der Symbole eines selben Programms auf eine Vielzahl von Unterkanälen mit unterschiedlichen Frequenzen, wobei die den unterschiedlichen Programmen zugeordneten Frequenzen verschachtelt sind, und

- einen Empfänger mit Entschachtelungsmitteln und Mitteln zum gleichzeitigen Demodulieren und Auswählen eines bestimmten Programms mittels diskreter Fourier-

Transformation (DFT), die nur auf die Unterkanäle angewandt wird, die dem ausgewählten Programm entsprechen.

EP 87 904 043.4

FIG.1.

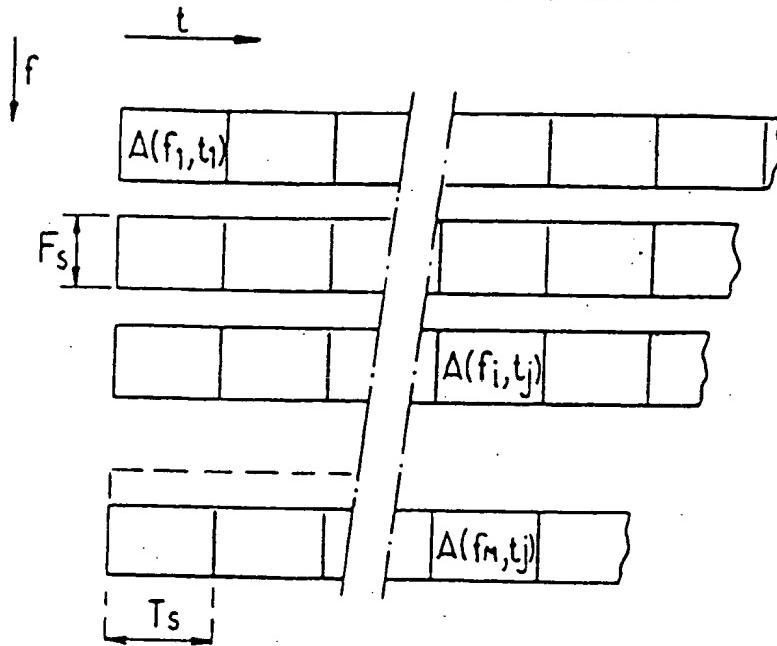


FIG.3.

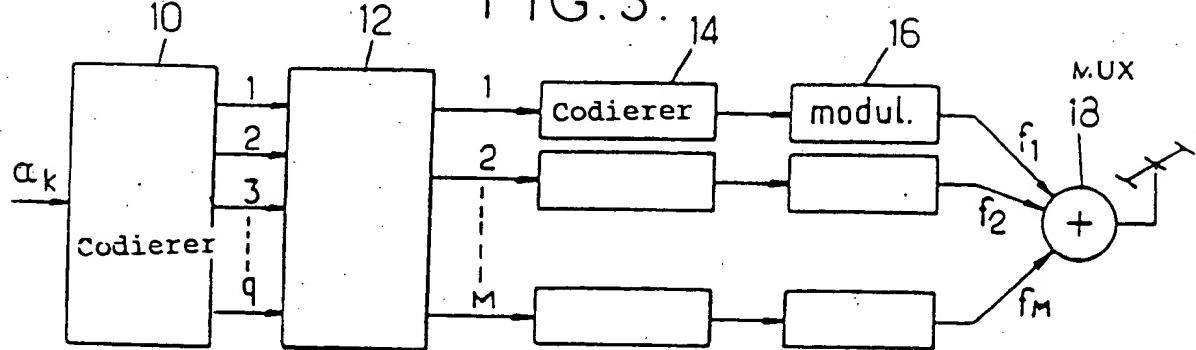
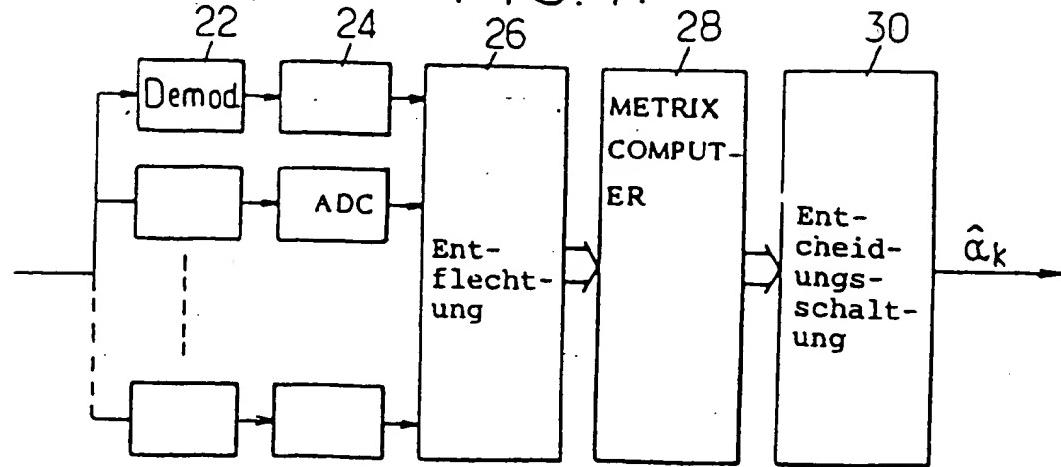


FIG.4.



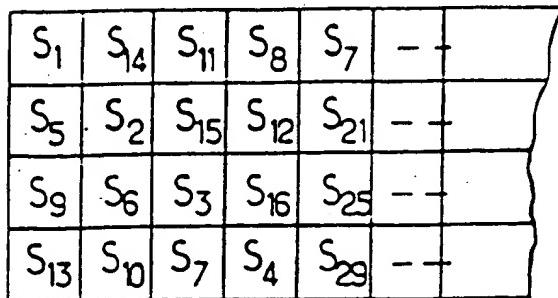
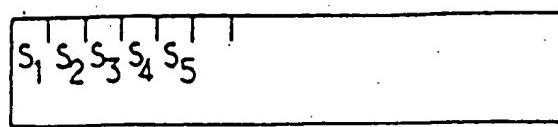


FIG.2.

Verflechtung

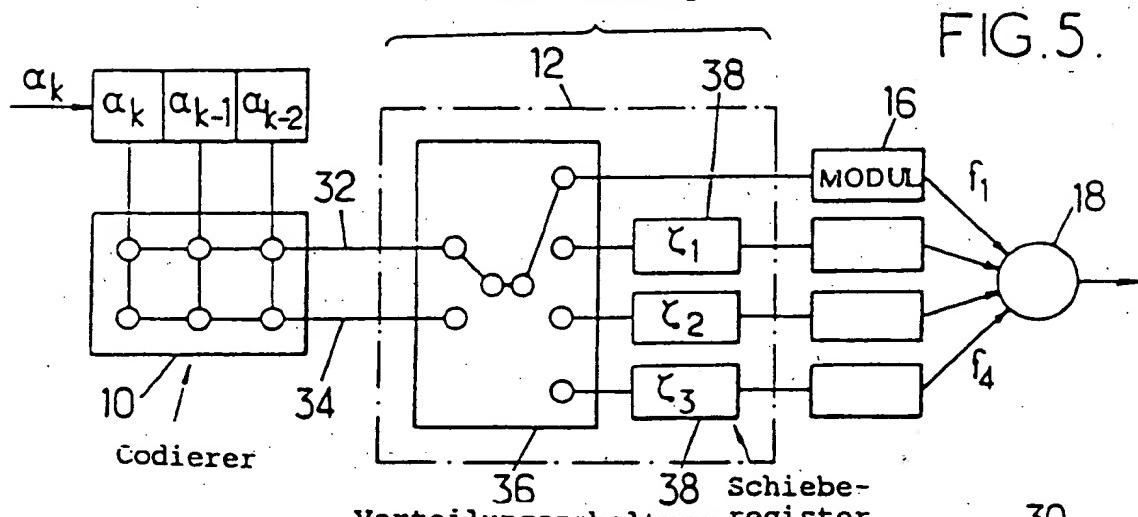
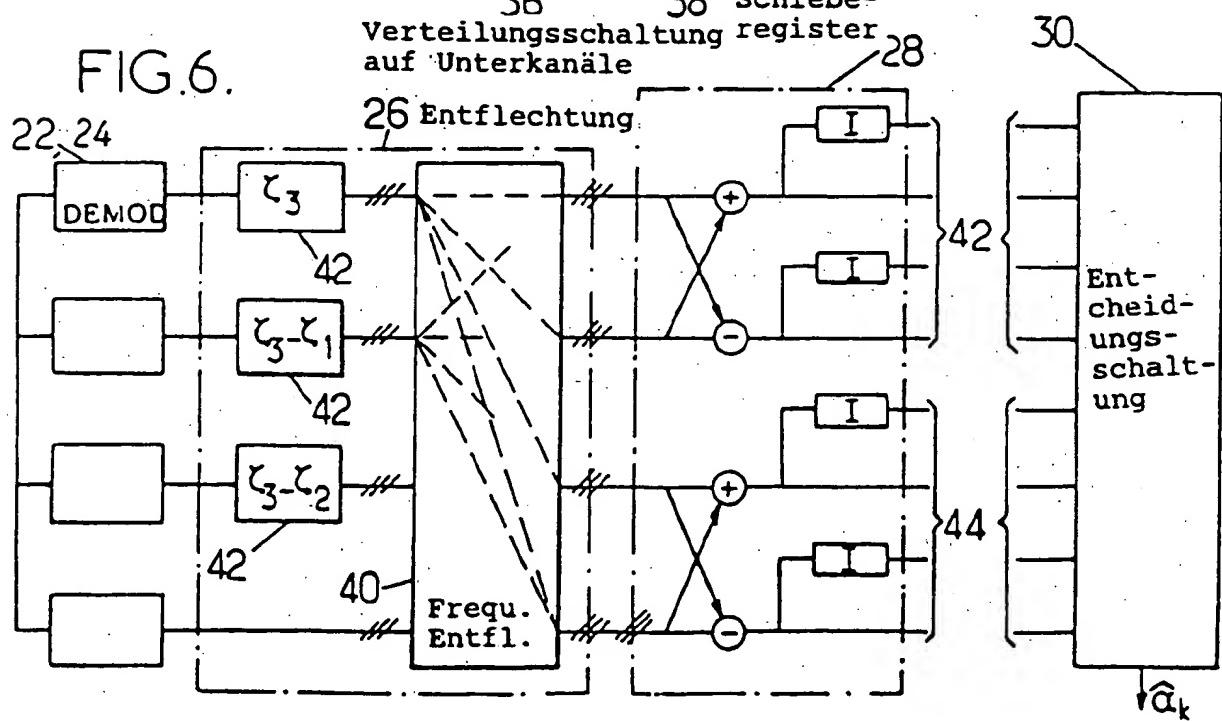


FIG.5.

FIG.6.



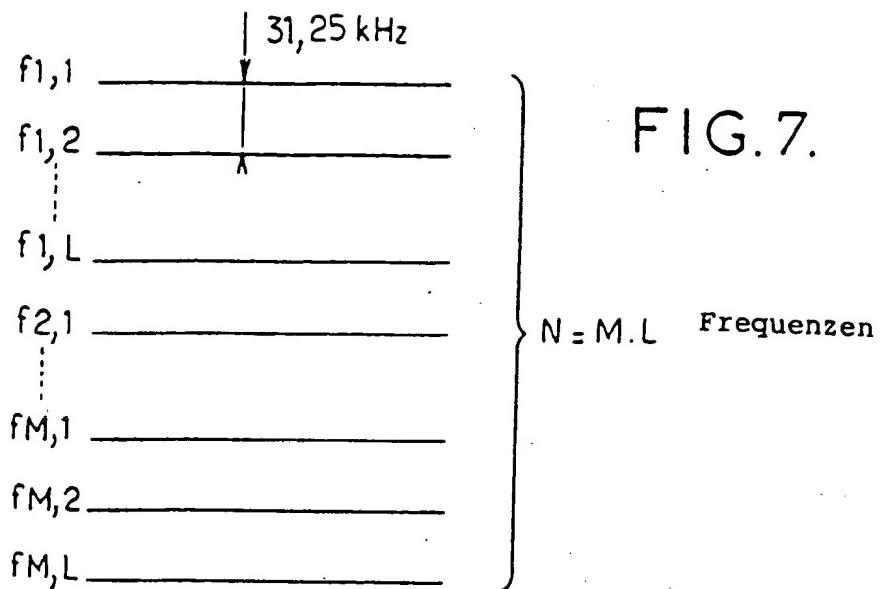


FIG. 7.

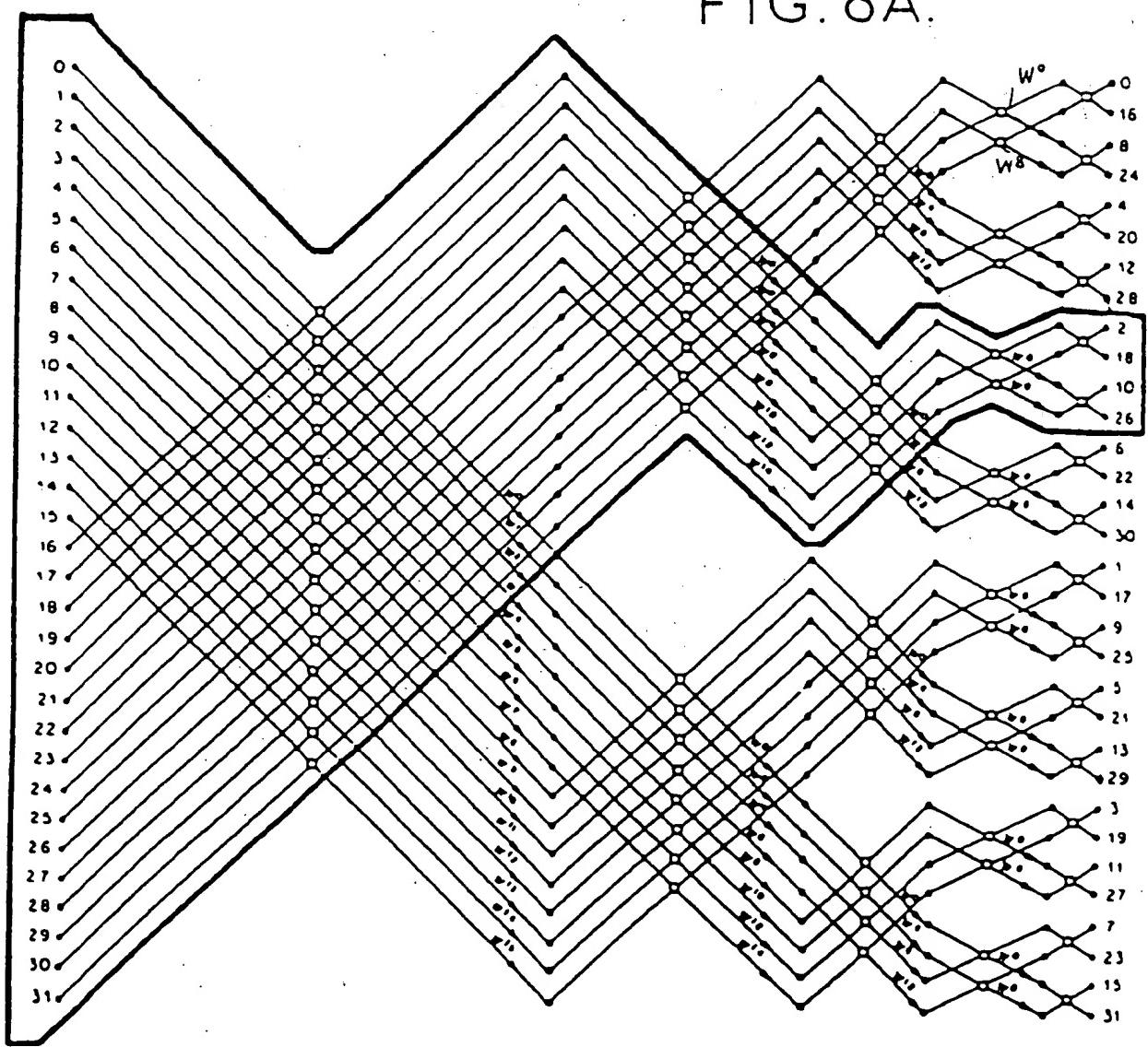


FIG. 8B.

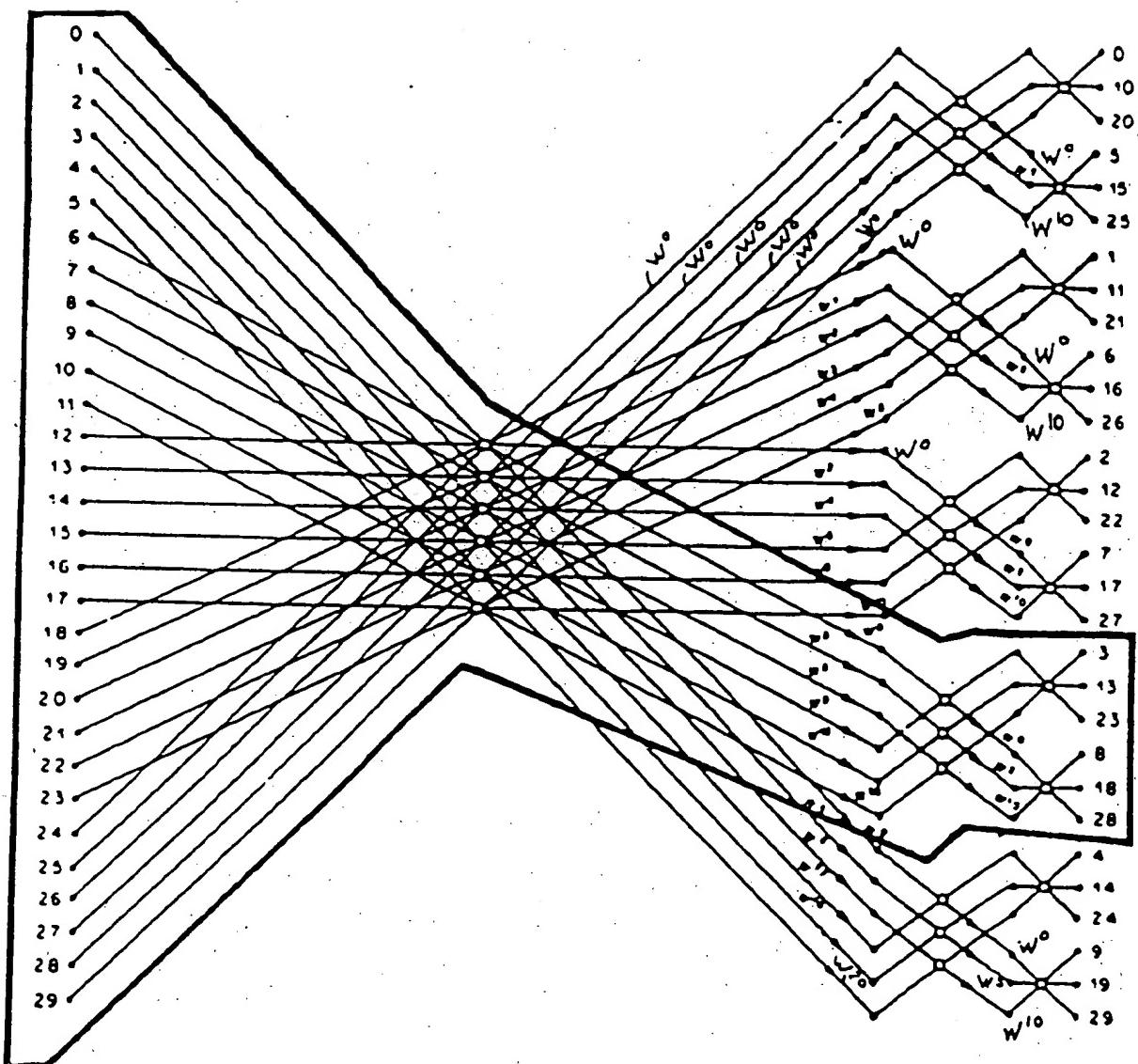


FIG. 9.

